### (19)日本国特許庁 (JP)

## (12) 公開特許公報(A)

### (11)特許出願公開番号

# 特開平7-7943

(43)公開日 平成7年(1995)1月10日

| (51) Int.CL.6 |       | 識別記号 | 庁内整理番号  | FI | 技術表示箇所 |
|---------------|-------|------|---------|----|--------|
| H 0 2 M       | 3/338 | A    | 8726-5H |    |        |
|               | 3/28  | S    | 8726-5H |    |        |

### 審査請求 未請求 請求項の数1 FD (全 7 頁)

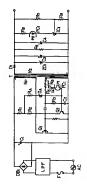
| (21)出願番号 | 特顯平5-172499     | (71)出顧人             | 000006231             |
|----------|-----------------|---------------------|-----------------------|
|          |                 |                     | 株式会社村田製作所             |
| (22)出顧日  | 平成5年(1993)6月18日 | 8                   | 京都府長岡京市天神二丁目26番10号    |
|          |                 | (72)発明者             | 中平 浩二                 |
|          |                 | , , , , , , , , , , | 京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式 |
|          |                 |                     | 会社村田製作所内              |
|          |                 | (72)発明者             | 谷 竜太                  |
|          |                 | *                   | 京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式 |
|          |                 |                     | 会社村田製作所内              |
|          |                 | (7A) (PRE )         | 弁理士 奥田 和雄             |
|          |                 | (11) (42)           | NAT YELL THAN         |
|          |                 |                     |                       |
|          |                 |                     |                       |
|          |                 |                     |                       |

### (54) 【発明の名称】 スイッチング電源装置

### (57)【要約】

【目的】 入力電圧の変動にかかわらず過電流保護の動作点の差を少なくすること。

【構成】 入力電圧が高い場合には、抵抗R。とツエナーダイオードD。を介してコンデンサウ、の電荷は多く 電電され、帰渡巻駅)から発生する電圧が高くても、 コンデンサウは、に逆方向に方電される方電電荷は少なく なる。従って、当電流体理の動作点付近において、抵抗 あり、からのコンデンサウにの分電によりスイッチング素 子Q、がオフするまでの時間が短くなる。よって、動作 成のシント端を少なくできる。入力電圧が低い場合に は、上配とは逆にコンデンサウ、の労電電荷が少ないた めに、帰還巻線N、により労電される近方向の労電電荷 は多くなる。従って、抵抗収、からのコンデンサウの 売電によりスイッチング素子Q、がオフするまでの時間 が長くなる。よって、動作点のシフト幅を少なくでき る。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 1次巻線、出力巻線及び帰還巻線を有す る出カトランスと、上記出カトランスの1次巻線に一端 が接続され帰還巻線に制御端子を接続した発振用のスイ ッチング素子と、出力トランスの出力巻線に接続された 整流回路と、この整流回路の出力側に設けられ出力電圧 を検出する電圧検出回路と、この電圧検出回路からの信 号を受けて出力電圧の定電圧制御と出力電流の過電流制 御を行う制御回路とを備え、該制御回路を、上記スイッ チング素子の制御囃子とアース間に並列に接続した制御 10 C2 等で構成されている。 用トランジスタと、上記電圧検出回路の信号量に応じて インピーダンスを変化させるインピーダンス要素と、上 配制御用トランジスタのペース・エミッタ間に接続さ れ、上記インピーダンス要素の充電時定数によりスイッ チング素子のオン時に充電されて上記制御用トランジス タをオンしてスイッチング素子をオフさせると共に、該 スイッチング素子のオフ時には上記出カトランスの帰還 巻線により発生する電圧により上記充電方向とは逆方向 に充電されるコンデンサと、出力電流の過電流時におい て上記インピーダンス要素の値が大となった時に上記コ 20 ンデンサを所定の時定数で充電する抵抗とで構成したり ンギング・チョーク・コンパータ方式のスイッチング電 渥美層において、出カトランスの1次巻線に印加される 入力電圧の高低に比例した電荷量を上記コンデンサに充 置する抵抗同路を設けたことを特徴とするスイッチング 香酒枯滑.

### 【発明の詳細な説明】

### [0001]

【産業上の利用分野】本発明は、リンギング・チョーク 装置に関するものである。

### [0002]

【従来の技術】図5は従来のFET式のリンギング・チ ョーク・コンパータ (RCC) 方式のスイッチング電源 装置の具体回路図を示すものである。尚、この種の従来 例としては、例えば、特公平4-9033号公報が挙げ られる。交流電源ACがヒューズF及びラインフィルタ I.PFを介して整流用のダイオードブリッジDB: の入 カ端に接続されており、このダイオードブリッジDB:

【0003】インパータ回路は、出力トランスT、FE Tからなるスイッチング素子Q1、起動用の抵抗R1. R2 等で構成されている。また、出力トランスTの出力 巻線N2 の両端には、整流用のダイオードD1 、定電圧 用のツエナーダイオードZD1、コンデンサC1. C4 からなる平滑回路が接続されている。

【0004】更に、出力電圧の安定制御及び過電流保護 回路としての電圧検出回路及び制御回路が設けてある。 インパータ同路の出力側に設けた電圧検出回路は、出力 50 のフォトトランジスタPTも遮断状態から能動状態にな

電圧を分圧して検出する抵抗Rr,R。、フォトカプラ PC: の発光側の発光ダイオードPD、シャントレギュ レータ I C1 等で構成されている。また、インパータ回 路の出カトランスTの帰還巻線N。側に設けた制御回路 は、上記フォトカプラPC」の発光ダイオードPDと対 となるフォトトランジスタPT、抵抗Ra、Ra、ダイ オードD。、スイッチング素子Q」のゲート・ソース間 に並列に接続したトランジスタQ:、このトランジスタ Q<sub>2</sub>のペース・エミッタ間に並列に接続したコンデンサ

【0005】次に、図5に示す回路の動作について説明 する。まず、電源が投入された起動時においては、抵抗 R: R: を介してスイッチング素子Q: のゲートに電 圧が印加されて、該スイッチング素子Q:がオンする。 このスイッチング素子Q」がオンすると、出力トランス Tの1次券線N。に電源電圧が印加されて、帰還券線N ■ に1次巻線N, と同方向に電圧が発生する。この発生 した電圧により抵抗Rs を介してコンデンサCs を充電 する。

【0006】ここで、起動時においては、出力電圧はゼ ロに近くフォトカプラPC1 のフォトトランジスタPT は遮断状態であり、コンデンサC』は抵抗R』を流れる 電流のみで充電される。また、この時コンデンサCz に は電荷が充電されていないために、短時間で充電され る。そして、トランジスタQ<sub>2</sub>のペース・エミッタ間の 順方向電圧を越えると、トランジスタQ2 がオンする。 【0007】トランジスタQ: がオンすると、トランジ スタQ<sub>2</sub> のコレクタ電位がLレベルとなって、スイッチ ング素子QiのゲートをLレベルとして、該スイッチン ・コンパータ (RCC) 方式を用いたスイッチング電源 30 グ索子Q:をオフさせる。従って、起動時においては、 スイッチング素子Qiのオン期間は小さく抑えられる。 【0008】スイッチング素子Q」がオフすると、該ス イッチング素子Q」のオン時に出力トランスTに蓄積さ れていたエネルギーは出力巻線N2 を介して放出され る。このエネルギーである電圧がダイオードD: で整流 され、コンデンサCa.Caからなる平滑回路にて平滑 されて、台荷に関力が供給されることになる。

放電していくと、トランジスタQ1はオフし、スイッチ の出力端には平滑用のコンデンサC1 が接続されてい 40 ング素子Q1 がオンする。スイッチング素子Q1 がオン すると、再び出カトランスTの1次巻線N: に電圧が印 加されて、出カトランス下にエネルギーを萎縮する。 【0010】このような発振動作を繰り返して出力電圧 が立ち上がってくると、コンデンサC2 はスイッチング 素子Q」のオフ期間に出カトランスTの帰還巻線N。に 発生する電圧により電荷が逆方向に充電される。そのた め、電荷が空っぽのときよりも長い充電時間が必要とな り、スイッチング素子Q:のオン期間は長くなる。そし て、出力電圧が立ち上がった後は、フォトカプラP C<sub>1</sub>

【0009】コンデンサC。の電荷が抵抗R:を介して

って、フォトトランジスタPTのコレクタ電流がコンデ ンサC』の充電時間を制御し、所定の出力電圧に応じた スイッチング素子Q」のオン期間を得るようになる。

【0011】ここで、定常状態において、負荷側の出力 電圧は、抵抗R, とR, とで常時分圧して検出されてお り、この分圧した検出電圧とシャントレギュレータIC が有する基準電圧とを比較している。そして、出力電 圧の変動量をシャントレギュレータIC:で増幅し、フ ォトカプラPC」の発光ダイオードPDに流す電流を変 化させて、発光ダイオードPDの発光量に応じてフォト 10 て、入力電圧が小さくなると、電流制限の動作点が低い カプラPC:のフォトトランジスタPTのインピーダン スを変化させ、コンデンサC2 の充電時定数を変えるこ とで、出力電圧が一定となるように制御を行う。

【0012】 定常状態において、コンデンサC2 の充電 は主に抵抗Ra、ダイオードDa、フォトカプラPC1 のフォトトランジスタPTを介して充電される。また、 コンデンサC。の充電電荷は、抵抗R。を介して放電さ

【0013】ここで、出力電圧が上昇すると、フォトカ プラPC。の発光ダイオードPDに電流が多く流れて、 フォトトランジスタPTのインピーダンスが下がるため に、コンデンサC:の充電時定数が短くなり、トランジ スタQ2 を早くオンさせて、スイッチング素子Q1 をオ フとして該スイッチング素子Q」のオン期間を短くし、 出力電圧を低下させるように制御する。また、出力電圧 が低下した場合には、上記の逆の動作を行って、出力電 圧を上昇させるように制御を行い、出力電圧が一定とな るように定電圧制御をする。

【0014】また、渦電流や短絡電流のような異常電流 の場合の制御は以下のようにして行われる。すなわち、 出力電流が増加していくと、フォトカプラPC」の発光 ダイオードPDに流れる電流が絞られていく。そのた め、フォトトランジスタPTに流れる電流も絞られて、 コンデンサC2の充電時間が長くなる。従って、トラン ジスタQ2をオンさせるまでの時間が長くなってスイッ チング素子Q: のオン期間が大きくなり、出力電流を多 く流そうとする。

【0015】 しかし、フォトトランジスタPTに流れる 電流がゼロとなって遮断状態となった後は、コンデンサ C: の充電は抵抗R: 側のみとなり、スイッチング素子 40 Q: のオン期間はコンデンサC2 と抵抗R3 による時定 数により決まる値以上に増大することができず、出力値 流は限界となる。更に負荷インピーダンスが下がると出 力電圧も下がり始めるが、出力電圧が下がると、スイッ チング素子Q:のオフ期間に出力トランスTの帰還巻線 N。に発生する電圧も下がる。そのため、コンデンサC に逆方向に萎稽される電荷が減って、スイッチング素 子Q1 のオン時のコンデンサC2 の充電時間が短くな り、スイッチング素子Q:のオン期間が短くなる。

にゼロ (短絡) になるまで、スイッチング素子Q: のオ ン期間が短くなり続けるので、出力電流に対する出力電 圧は抑制されて、所謂フの字カーブを描いて過電流保護 制御が働く (図6参照)。

#### [0017]

【発明が解決しようとする課題】ここで、上記過電流制 御が行われる動作点 (OCP点) は、交流電源ACの入 力電圧の大小により変化する。図6はこの状態を示すも のであり、出力電流Ioと出力電圧Voとの関係におい

方にシフトする。また、入力電圧が大きくなると、電流 制限の動作点が高い方にシフトする。つまり、入力電圧 の変動により、予め設定した過電流保護の動作点(OC P点) が比例して変動することになる。 【0018】これは、入力電圧が高い場合には、スイッ

チング素子Q」のオフ時に発生する出力トランスTの帰 還巻線Ns の電圧も高くなり、それに応じてコンデンサ C<sub>2</sub>の逆方向への充電電荷が多くなる。従って、トラン ジスタQ<sub>2</sub> をオンさせてスイッチング素子Q<sub>2</sub> をオフさ せるためのコンデンサC2の充電時間が長くなる。その ため、スイッチング素子Q」をオフさせるまでの時間が 長くなって、スイッチング素子Q:のオン期間が長くな るから、設定した動作点では過剰流保護の動作が開始せ

ず、それよりも出力電流が大きいところで過電流保護の

動作が開始されることになるからである。

【0019】また、入力電圧が低い場合には、上記とは 逆に帰還巻線N。の発生電圧も低くなり、コンデンサC 2 の逆方向の充電電荷が少なくなり、そのため、スイッ チング素子Q1 のオン時におけるコンデンサC2 の充電 が早くなる。これは、トランジスタQ2 をオンさせてス

イッチング素子Q」をオフさせるまでの時間が短くな り、スイッチング素子Q:のオン期間が短くなって、過 電流保護の動作点が出力電流の少ない方にシフトするこ とになるからである。

【0020】このように、従来では、入力電圧(交流入 カ) の変動により渦電液保護の動作点 (OCP点) がそ れに応じて大きく変動していた。従って、入力電圧が高 くなり、動作点が高くなりすぎると、スイッチング素子 Qiが破壊される虞があるという問題が生じる。

【0021】本発明は上述の点に鑑みて提供したもので あって、入力電圧の変動にかかわらず過電流保護の動作 点の差を少なくすることを目的としたスイッチング電源 装置を提供するものである。

### [0022]

【課題を解決するための手段】本発明は、1次巻線、出 力巻線及び帰還巻線を有する出力トランスと、上記出力 トランスの1次巻線に一端が接続され帰還巻線に制御端 子を接続した発振用のスイッチング素子と、出力トラン スの出力巻線に接続された整流回路と、この整流回路の 【0016】このように、負荷インビーダンスが最終的 50 出力側に設けられ出力電圧を検出する電圧検出回路と、

この電圧輸出回路からの信号を受けて出力電圧の定電圧 制御と出力電流の過電流制御を行う制御回路とを備え、 該制御同路を、上記スイッチング奏子の制御端子とアー ス関に並列に接続した制御用トランジスタと、上記電圧 検出回路の信号量に広じてインピーダンスを変化させる インピーダンス要素と、上記制御用トランジスタのベー ス・エミッタ間に接続され、上記インピーダンス要素の 充電時定数によりスイッチング素子のオン時に充電され て上記制御用トランジスタをオンしてスイッチング素子 をオフさせると共に、該スイッチング素子のオフ時には 10 ト記出カトランスの帰還券線により発生する電圧により 上記充電方向とは逆方向に充電されるコンデンサと、出 カ電流の過電流時において上記インピーダンス要素の値 が大となった時に上記コンデンサを所定の時定数で充電 する抵抗とで構成したリンギング・チョーク・コンパー タ方式のスイッチング電源装置において、出カトランス の1次巻線に印加される入力電圧の高低に比例した電荷 量を上記コンデンサに充電する抵抗回路を設けたもので ある。

### [0023]

[作用] 本発明によれば、入力電圧が高い場合には、抵 抗回路を介してコンデンサの電荷は多く充電されるため に、スイッチング素子のオフ時における出力トランスの 帰還巻線から発生する電圧が高くても、結果的に帰還巻 線からの発生電圧によりコンデンサに逆方向に充電され る充電電荷は少なくなる。従って、過電流保護の動作点 付近において、スイッチング素子のオン時における抵抗 回路からのコンデンサの充電により、制御用トランジス タがオンしてスイッチング素子がオフするまでの時間が 短くなり、スイッチング案子のオン期間を短くすること 30 ができる。よって、入力電圧が高い場合でも、過電流保 護の動作点の出力電流が多い方へのシフト幅を少なくす ることができる。また、入力電圧が低い場合には、上記 とは逆に抵抗回路を介してのコンデンサの充電電荷が少 ないために、スイッチング素子のオフ時における帰還巻 線から発生する電圧により充電される逆方向の充電電荷 は入力電圧が高い場合と比べて多くなる。従って、過電 流保護の動作点付近において、スイッチング素子のオン 時における抵抗同路からのコンデンサの充電により、制 御用トランジスタがオンしてスイッチング素子がオフす 40 るまでの時間が長くなり、スイッチング素子のオン期間 を長くすることができる。よって、入力電圧が低い場合 でも、過電流保護の動作点の出力電流が少ない方へのシ フト幅を少なくすることができる。これにより、入力電 圧の高低の差による過電流保護の動作点の差を補正、つ まり、少なくすることができる。そして、上記抵抗回路 の値を任意に設定することで、入力電圧の差による動作 点の差を少なく、又は無くすことができる。従って、入 力電圧が変動しても、動作点の変動が少ない、または無 いために、入力電圧が高い場合でも、スイッチング素子 50 素子 $Q_1$  のオフ時における帰還巻線 $N_8$  から発生する電

の破壊も生じない。

うにしている。

[0024] 【実施例】以下、本発明の実施例を図面を参照して説明 する。 図1に本発明のスイッチング電源装置の具体回路 図を示す。尚、図5に示す従来と同じ要素には同一の記 号を付して説明を省略し、本発明の要旨の部分について 群述する。また、定電圧制御の動作も従来と同じなの で、その動作の説明は省路し、過電流保護の動作点付近 の動作について説明する。

【0025】本発明は、入力電圧の変動に応じて、コン デンサC2 の充電時間の補正を行ったものであり、入力 電圧が大の時は、コンデンサC2 の充電時間を早くし、 入力電圧が小の時は充電時間を遅くするようにしたもの である。そして、これにより入力電圧の差による過電流 保護の動作点(OCP点)の差を自在に調整するように している。

【0026】図1に具体回路図を示す。本実施例は従来 例の回路に、抵抗R』とツエナーダイオードD』との直 列回路 (抵抗回路) を付加したものであり、この直列回 20 路を、入力電圧の変化により電圧が変化する部分である 抵抗 R: とR2 の接続点と、コンデンサC2 の一端との

間に接続したものである。 【0027】かかる同路構成において、コンデンサC2 は、抵抗R。及びツエナーダイオードD。を介して充電 されるようにしている。すなわち、交流電源からの入力 電圧が高い時には、抵抗R:、抵抗R,及びツエナーダ イオードD。を介してコンデンサC。をその電圧値に比 例して多く充電し、入力電圧が低い場合には、抵抗 R: 、抵抗R, 及びツエナーダイオードD,を介してコ ンデンサC。をその電圧値に比例して少なく充電するよ

【0028】入力電圧が高い場合には、上述のように抵 抗R』とツエナーダイオードD』を介してコンデンサC 2 の電荷は多く充電されるために、スイッチング素子Q : のオフ時における出カトランスTの帰還巻線N: から 発生する電圧が高くても、結果的に帰還券線N:からの 発生電圧によりコンデンサC。に逆方向に充電される充 電電荷は少なくなる。従って、過電流保護の動作点付近 において、スイッチング素子Q:のオン時における抵抗 R: からのコンデンサC: の充電により、トランジスタ Q<sub>2</sub> がオンしてスイッチング素子Q<sub>2</sub> がオフするまでの 時間が短くなり、スイッチング素子Q:のオン期間を短 くすることができる。よって、図2に示すように、入力 電圧が高い場合でも、過電流保護の動作点 (〇CP点) の出力電流が多い方へのシフト幅を少なくすることがで

【0029】また、入力電圧が低い場合には、上記とは 逆に抵抗R, とツエナーダイオードD, とを介してのコ ンデンサC2 の充電電荷が少ないために、スイッチング

きる。

圧により充電される逆方向の充電電荷は入力電圧が高い 場合と比べて多くなる。従って、過電流保護の動作点付 近において、スイッチング奏子Q:のオン時における抵 抗R, からのコンデンサC, の充電により、トランジス タQ<sub>2</sub> がオンしてスイッチング素子Q<sub>2</sub> がオフするまで の時間が長くなり、スイッチング素子Q:のオン期間を 長くすることができる。よって、図2に示すように、入 力電圧が低い場合でも、過電流保護の動作点(OCP 点) の出力電流が少ない方へのシフト幅を少なくするこ とができる。

【0030】これにより、入力電圧の高低の差による過 電流保護の動作点(OCP点)の差を補正、つまり、少 なくすることができる。そして、上記抵抗Raの値を任 意に設定することで、入力電圧の差による動作点の差を 少なく、又は無くすことができるものである。従って、 入力電圧が変動しても、動作点の変動が少ない、または 無いために、入力電圧が高い場合でも、スイッチング素 子Q:の破壊も生じない。

【0031】 (実施例2) 実施例2を図3に示す。本実 施例では、抵抗R,の一端をコンデンサC1の正極側に 20 接続したものであり、この場合でも先の実施例と同様の 効果を得ることができる。

【0032】 (実施例3) 実施例3を図4に示す。本実 施例では、実施例2と比べツエナーダイオードD』を無 くして、抵抗R。のみでコンデンサC2を充電するよう にしたものである。この場合でも、上記実施例と同様の 効果を得ることができる。

【0033】尚、上記各実施例においては、スイッチン グ素子Q:としてFETを用いた場合について説明した が、スイッチング素子にトランジスタを用いたRCC方 30 式のスイッチング電源回路にも本発明を適用することが できるものである。

[0034]

[発明の効果] 本発明によれば、入力電圧が高い場合に は、抵抗同路を介してコンデンサの重荷は多く充電され るために、スイッチング素子のオフ時における出力トラ ンスの帰還巻線から発生する電圧が高くても、結果的に 帰還巻線からの発生電圧によりコンデンサに逆方向に充 重される充電電荷は少なくなる。従って、過電流保護の 動作点付近において、スイッチング素子のオン時におけ 40 Q1 る抵抗回路からのコンデンサの充電により、制御用トラ ンジスタがオンしてスイッチング套子がオフするまでの 時間が短くなり、スイッチング素子のオン期間を短くす ることができる。よって、入力電圧が高い場合でも、過 電流保護の動作点の出力電流が多い方へのシフト幅を少 なくすることができる。また、入力電圧が低い場合に

は、上記とは逆に抵抗回路を介してのコンデンサの充電 価荷が少ないために、スイッチング妻子のオフ時におけ る帰還巻線から発生する電圧により充電される逆方向の 充電電荷は入力電圧が高い場合と比べて多くなる。従っ て、過電流保護の動作点付近において、スイッチング素 子のオン時における抵抗回路からのコンデンサの充電に より、制御用トランジスタがオンしてスイッチング素子 がオフするまでの時間が長くなり、スイッチング素子の オン期間を長くすることができる。よって、入力電圧が

10 低い場合でも、過電流保護の動作点の出力電流が少ない 方へのシフト幅を少なくすることができる。これによ り、入力電圧の高低の差による過電流保護の動作点の差 を補正、つまり、少なくすることができる。そして、上 記抵抗回路の値を任意に設定することで、入力電圧の差 による動作点の差を少なく、又は無くすことができると いう効果を奏するものである。従って、入力電圧が変動 しても、動作点の変動が少ない、または無いために、入 力電圧が高い場合でも、スイッチング素子の破壊も生じ tels.

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例のスイッチング電源装置の具体 同路図である。

【図2】本発明の実施例の入力電圧の変動による過電流 保護の出力量流と出力量圧との関係における動作点の変 動を示す図である。

【図3】本発明の実施例2のスイッチング電源装置の具 体同路図である.

【図4】本発明の実施例3のスイッチング電源装置の具 体回路図である。

【図5】 従来例のスイッチング電源装置の具体回路図で ある。

【図6】従来例の入力電圧の変動による過電流保護の出 力電流と出力電圧との関係における動作点の変動を示す 図である。

【符号の説明】

T 出カトランス

1 次券總 N. 出力巻線

N。 保资券線

N.

スイッチング素子

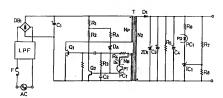
制御用トランジスタ Qz

コンデンサ PC: フォトカプラ

抵抗 Ra

抵抗

【図1】

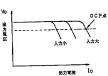


## Vo 出力 電圧 入力水

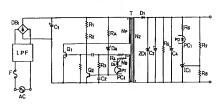
出力電流

[図2]

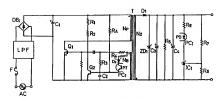
# [図6]



[図3]



[四4]



# [図5]

